

# Комбинированный преобразователь частоты для плавного разгона асинхронных электроприводов с тяжёлыми условиями пуска

МУСТАФА Г.М., ГУСЕВ С.И., КУЗИКОВ С.В., ЧЕРНОВ И.С.

Рассмотрена возможность использования тиристорного преобразователя частоты с дополнительным управляемым устройством продольной компенсации реактивной мощности для плавного пуска асинхронных двигателей с большим моментом инерции исполнительных механизмов, как альтернативы транзисторным преобразователям. Показано, что дополнительное устройство в виде транзисторно-конденсаторного преобразователя может рассматриваться, как регулируемый конденсатор, эквивалентная ёмкость которого может изменяться от весьма большой (в пределе — бесконечно большой) до некой фиксированной минимальной. Напряжение регулируемого серийного конденсатора обеспечивает необходимые условия коммутации тиристорного инвертора, а ёмкостное сопротивление — компенсацию реактивной мощности, потребляемой асинхронным двигателем и тиристорным инвертором, уменьшая токовую нагрузку двигателя и преобразователя. Дополнение тиристорного преобразователя тока управляемым устройством продольной компенсации реактивной мощности в виде транзисторно-конденсаторного блока позволяет осуществить режим плавного пуска асинхронных двигателей, аналогичный условиям пуска синхронных машин. Приведены результаты моделирования, подтверждающие достижение необходимого эффекта. Показано, что дополнительное устройство в виде транзисторно-конденсаторного преобразователя является робастной системой, хорошо адаптирующейся к разнообразным условиям работы электропривода. Функциональная эквивалентность транзисторного преобразователя частоты и тиристорного преобразователя с дополнительным транзисторно-конденсаторным блоком при существенно меньшей стоимости последнего, определяет перспективы использования нового решения для плавного пуска мощных электроприводов с асинхронными двигателями в условиях действия больших моментов инерции исполнительных механизмов.

**Ключевые слова:** асинхронный электропривод, плавный пуск, тиристорный преобразователь частоты, транзисторно-конденсаторный преобразователь, регулируемый серийный конденсатор.

*The use of current source frequency converter with an additional synchronous static series compensator for soft start of induction motors with high moment of inertia of operating mechanisms, as an alternative to transistor converters, is considered. It is shown that an additional unit in a form of transistor-capacitor converter can be considered as an adjustable capacitor, the equivalent capacitance of which can be varied from very high values (in the limit of infinitely large) up to some fixed minimum value. Voltage of adjustable series capacitor provides the necessary conditions for commutation of the thyristor inverter, and the capacitance — for compensation of reactive power consumed by an inductor motor and a thyristor inverter, reducing the current load of the motor and the converter. Addition of current source frequency converter by the controlled series compensator of reactive power in the form of a transistor-capacitor unit enables a soft start of induction motors similar to starting mode of synchronous machines. Simulation results confirming the achievement of the desired effect are given. It is shown that the additional device in the form of transistor-capacitor converter is a robust system, adaptable to the diverse conditions of motor drive operation. Functional equivalence of the transistor frequency converter and the thyristor frequency converter with an additional transistor-capacitor unit, having the substantially lower cost, determines the prospects of using of a new solution for a soft start of powerful electric drives with induction motors in conditions of high moments of inertia of operating mechanisms.*

**Key words:** asynchronous electric drive, soft start, thyristor frequency converter, transistor-capacitor converter, adjustable series capacitor.



Плавный разгон электроприводов различных механизмов с применением преобразователей частоты применяется в тех случаях, когда пуск с регулированием напряжения (ограничением тока) невозможен по условиям нагрева и/или ущерб от ударных моментов прямого пуска и от пусковых просадок сети превышает затраты на установку преобразователя частоты.

Классический пример электропривода с тяжёлыми условиями пуска – электропривод шаровых мельниц. Большинство таких электроприводов оснащено установками плавного разгона с преобразователями частоты. В электроприводах шаровых мельниц чаще всего устанавливаются синхронные двигатели, что позволяет использовать для плавного пуска самый экономичный вид преобразователей частоты на основе тиристорного преобразователя тока (Line Commutated Converter – LCC), состоящего из двух тиристорных мостов: выпрямителя (со стороны сети) и инвертора (со стороны двигателя), объединяемых по шинам постоянного тока через сглаживающий реактор. Коммутация тиристорных выпрямителя и инвертора осуществляется, соответственно, напряжением сети и ЭДС двигателя. К сожалению, LCC не может быть использован для плавного пуска мощных асинхронных двигателей (АД), используемых в электроприводе инерционных механизмов насосных и вентиляторных установок тепловых и атомных электростанций. Однако при дополнении LCC управляемым устройством продольной ком-

пенсации реактивной мощности, выполненным в виде транзисторно-конденсаторного блока, включенного последовательно с фазными обмотками двигателя [1, 2], плавный пуск АД становится возможным. Это техническое решение было апробировано на нескольких объектах с синхронным электроприводом на основе преобразователей серии ВПЧС для устранения толчков тока и тягового момента в начале пуска [3].

Применение для плавного пуска АД транзисторных преобразователей частоты, выполненных по трехуровневой или многоуровневой схеме [4, 5], является наиболее эффективным техническим решением, но оно мало приемлемо из-за высокой стоимости.

В статье рассматривается применение преобразователей серии ВПЧС, выполненных по комбинированной схеме преобразователя тока с управляемым устройством продольной компенсации реактивной мощности для плавного пуска АД, как относительно недорогой альтернативы транзисторным преобразователям.

### Структура и принцип действия ВПЧС

Основу комбинированного преобразователя частоты серии ВПЧС (рис. 1) образует пара трёхфазных тиристорных мостов *conv1*, *conv2*, объединённых по цепи постоянного тока сглаживающим реактором. В дополнение к тиристорным мостам *conv1*, *conv2* используется вспомогательный блок – транзисторно-конденсаторный преобразователь *conv3*, вклю-

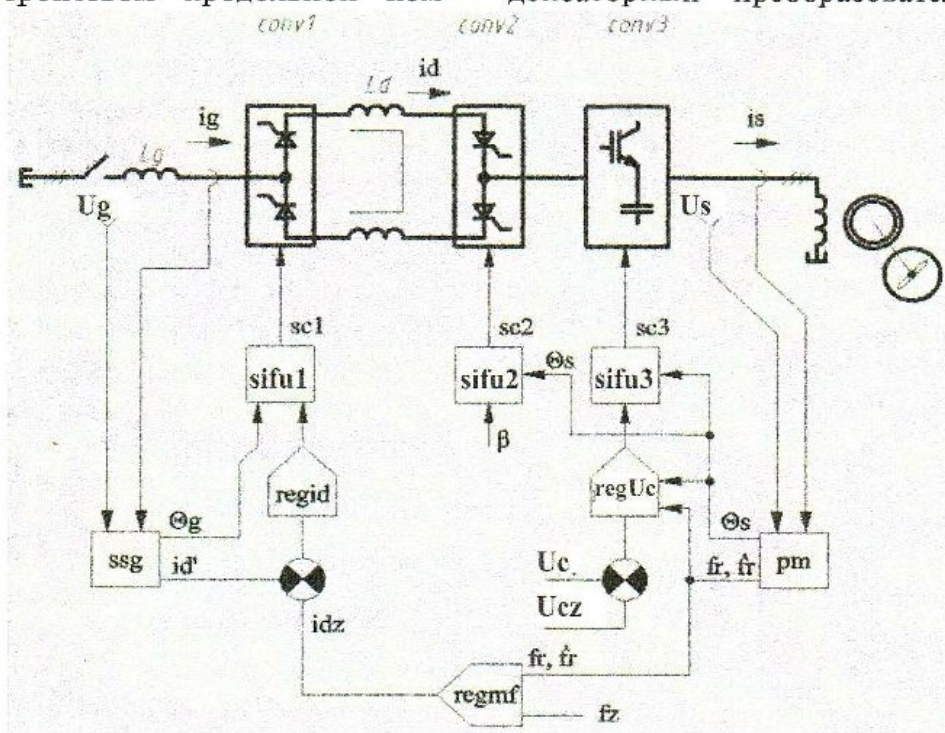


Рис. 1. Структура комбинированного преобразователя частоты ВПЧС



чѐнный в рассечку между тиристорным инвертором *conv2* и электрической машиной. Система управления ВПЧС – «бездатчиковая», датчики скорости или положения ротора не используются. Определяющим блоком системы управления является блок подстраиваемой модели *pm*, который по измеренным напряжениям и токам статора определяет угол потокосцепления ротора  $\theta_s$ , а также скорость и ускорение ротора  $f_r$ . Импульсы включения тиристоров *conv2* вырабатываются в функции угла из фазо-сдвигающим устройством *sifu2*. Вспомогательный регулятор *regUc* вырабатывает задание напряжения конденсаторов блока *conv3*, а *sifu3* – сигналы включения транзисторов *conv3*, обеспечивая необходимую реактивную мощность. Сетевой выпрямитель *conv1* управляется через регулятор выпрямленного тока *regid*. Задание *idz* для него вырабатывают регуляторы момента и скорости *regmf* в функциях скорости и ускорения ротора  $f_r$  и  $f_r$ , поступающих из подстраиваемой модели, а также – задания частоты  $f_z$ .

По выполняемой функции транзисторно-конденсаторный блок может рассматриваться как регулируемый конденсатор (рис. 2), эквивалентная ёмкость которого может изменяться от весьма большой (в пределе – бесконечно большой) до некой фиксированной минимальной.

На рис. 3 приведена идеализированная векторная диаграмма при работе ВПЧС на асинхронную машину, иллюстрирующая действие регулируемого конденсатора.

Вектор ЭДС двигателя  $U_e$  ортогонален вектору потокосцепления  $\Psi$ ; вектор напряжения на двигателе  $U_s$  отличается от ЭДС на вектор падения напряжения на индуктивности рассеяния двигателя  $\Delta U_s$ ;  $U_c$  – вектор напряжения компенсирующего транзисторно-конденсаторного блока *conv3* ортогонален вектору тока  $i_s$ ;  $U_w$  – вектор напряжения инвертора отстает от тока на угол  $(\beta - \gamma/2)$ , где  $\beta$  – угол опережения моментов переключений и естест-

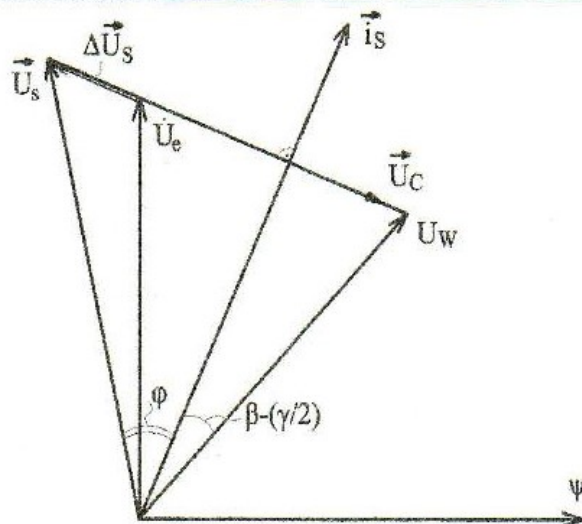


Рис. 3. Идеализированная векторная диаграмма комбинированного ВПЧС

венной коммутации тиристорного инвертора,  $\gamma$  – угол коммутации инвертора.

Таким образом, напряжение регулируемого серийного конденсатора обеспечивает необходимые условия коммутации тиристорного инвертора ВЧПС, а емкостное сопротивление – компенсацию реактивной мощности, потребляемой асинхронным двигателем и тиристорным инвертором, уменьшая токовую нагрузку двигателя и преобразователя.

### Функционирование ВПЧС

Следующие далее осциллограммы (рис. 4) иллюстрируют работу комбинированной схемы при пуске асинхронного электропривода. Осциллограммы получены на математической модели, отображающей как силовую часть схемы (рис. 1), так и систему управления. Значения переменных приведены в относительных единицах; за базовые единицы приняты: амплитуда первой гармоники фазного напряжения, амплитуда первой гармоники фазного тока и номинальная круговая частота. Для двигателя с номинальным напряжением 10 кВ частотой 50 Гц и номинальной мощностью 7100 кВт приняты следующие масштабы по напряжению, току и времени:

$$M_u = U_s \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 10 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 8165 \text{ В}; \quad (1)$$

$$M_i = I_s \sqrt{2} = 480 \sqrt{2} = 678,8 \text{ А}; \quad (2)$$

$$M_t = \frac{T}{2\pi} = \frac{10 \text{ мс}}{\pi} = 3,183 \text{ мс}. \quad (3)$$

В выбранных относительных единицах номинальная мощность машины (при  $\cos \phi = 0,91$  и КПД  $\eta = 0,945$ ) составляет:

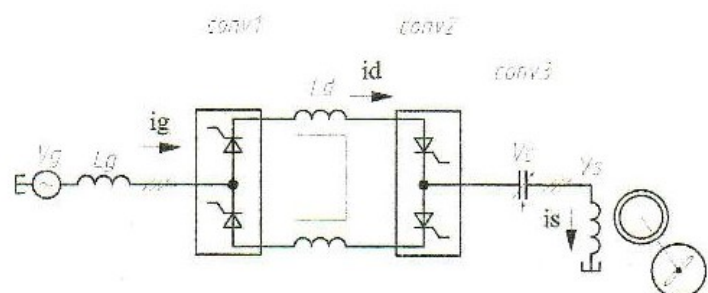


Рис. 2. Транзисторно-конденсаторный блок *conv3* как регулируемый конденсатор



$$P_{nom}^{(o.e.)} = \frac{3U_s I_s}{\sqrt{3}M_u M_t} \cos \varphi \eta = 3 \cdot \frac{1}{2} \cos \varphi \eta = 1,29.$$

Таков же номинальный момент  $M_{nom}^{o.e.} = 1,29$ .

Электромеханическая постоянная времени электропривода определяется выражением [6]:

$$\tau_{em} = \frac{\omega'_{nom} J}{M_{nom}} = \frac{(\omega'_{nom})^2 J}{P_{nom}},$$

где  $\omega'_{nom}$  – номинальная скорость вращения ротора;  $J$  – момент инерции;  $P_{nom}$  – номинальная мощность. При номинальной скорости вращения 1000 об/мин  $J = 7800$  кг·м<sup>2</sup>;  $P_{nom} = 7,1 \cdot 10^6$  Вт;  $\omega' = \frac{1000}{60} 2\pi$  рад/с; постоянная времени  $\tau_{em} = 12,035$  с. Или в относительных единицах:

$$\tau_{nom}^{o.e.} = \frac{\tau_{em}}{M_t} = 3780.$$

При проведении модельных расчётов с целью сокращения длительности расчёта взято меньшее значение  $\tau_{em} \approx 450$  о.е.; на значениях токов и напряжений это уменьшение не сказывается.

На рис. 4 приведены графики установившегося процесса при частоте, близкой к номинальной. На верхнем графике показаны линейные напряжения статора  $U_{sab}$ ,  $U_{sbc}$ ,  $U_{sca}$ . Они складываются из синусоидальной основы и коммутационных выбросов; в шестипульсовой схеме на каждой переменной имеют место четыре выброса и два провала за период.

На следующем графике показаны фазные токи двигателя; они имеют обычную для мостовой схемы форму 120-градусных трапецевидных импульсов. Дополнительно на графике показаны: противо-ЭДС преобразователя  $conv2$   $U_d$ , фазное напряжение  $U_{sa}$  и ток намагничивания двигателя  $i_{ma}$  в фазе А. На последнем графике показаны напряжения  $U_{di0}$ ,  $U_{di5}$  тиристорных вентилях 5 и 0, присоединённых к фазе А двигателя. Кроме того, на графике показаны опорные импульсные коммутации  $com$ , охватывающие промежутки от начала коммутации тока. Выпрямленное напряжение, полученное на модели,  $U_{dcp} = 1,475$  о.е.

Для проверки полученного результата оценим полученные данные по методу первой гармоники [7]. Этот приближённый метод следует из наглядных физических представлений и используется при первоначальных оценках, а также для поверочных расчетов из-за часто возникающих ошибок детального моделирова-

ния. Из общей теории тиристорных преобразователей тока [8] следует:

$$U_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_w; \tag{4}$$

$$U_d = U_{d0} \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2}. \tag{5}$$

Из векторной диаграммы (рис. 3) имеем:

$$U_s \cos \varphi = U_w \cos(\beta - \gamma / 2); \tag{6}$$

$$U_w = U_s \frac{\cos \varphi}{\cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right)}. \tag{7}$$

После подстановок получаем:

$$U_d = U_s \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cos \varphi \cos \frac{\gamma}{2}. \tag{8}$$

Угол опережения  $\beta$  тиристорного инвертора выпал из выражения для напряжения противо-ЭДС инвертора  $U_d$ . Это напряжение в комбинированной схеме определяется в основном ЭДС двигателя и его коэффициентом мощности. Изменение угла опережения  $\beta$  на напряжение инвертора  $U_d$  и на выпрямленном токе  $I_d$  практически не сказывается, но влияет только на загрузку транзисторно-конденсаторного блока. Очевидно, что угол опережения  $\beta$  следует

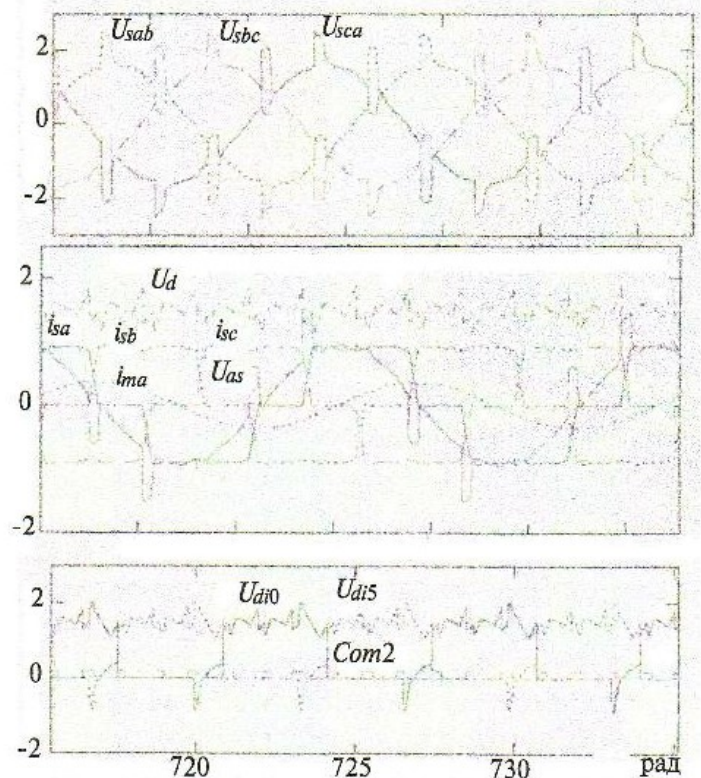


Рис. 4. Графики установившегося режима при скорости ротора  $f_{r0} = 0,95$



поддерживать на минимально-допустимом по условиям коммутации уровне. Из формулы (8) следует:

$$U_d \approx 0,95 \frac{3\sqrt{3}}{\pi} 0,195 = 1,43.$$

По сравнению со значением  $U_{dcp} = 1,475$ , полученным на модели, метод основной гармоники даёт хорошее приближение. Практически важное следствие выражения (8) – сохранение уровней напряжения тиристорного преобразователя conv2; серийный транзисторно-конденсаторный блок генерирует требуемую реактивную мощность, не повышая напряжения тиристорного инвертора, изменяется лишь форма напряжения, приложенного к вентилю. Напряжение обмоток статора двигателя при питании его от ВПЧС имеют выбросы шестикратной частоты над синусоидальной основой (графики  $U_{sab}$ ,  $U_{sbc}$ ,  $U_{sca}$  на рис. 4), которые дополнительно нагружают изоляцию обмоток статора, однако при кратковременной работе в процессе плавного разгона эта дополнительная нагрузка на изоляцию значения не имеет.

На рис. 5 процесс разгона асинхронной машины, питаемой ВПЧС, показан крупным планом. Скорость ротора  $f_r$  возрастает до задания  $f_z$  на интервале (80÷550) мс. На начальном интервале происходит намагничивание машины; модуль потокосцепления  $A = |\psi_\mu|$  возрастает от нуля до заданного значения  $A_{ном} \approx \sqrt{3}/2 = 1,225$  о.е. Машина трогается при ещё неполном поле, но затем разгон идёт с постоянным потоком. На этапе намагничивания выпрямленный ток  $i_d$  имеет небольшой выброс, далее этот ток поддерживается на необходимом для разгона уровне. На втором графике показан электромагнитный момент двигателя  $m_{er}$ . Его номинальное значение в выбранной системе относительных единиц равно  $m_{ernom} = 1,5$ . На графике  $m_{er}$  видны пульсации шестикратной частоты, характерные для трёхфазной мостовой схемы.

На рис. 6 крупным планом показан процесс разгона при значительном начальном моменте сопротивления  $m_c(0)$ , равном 0,3 от номинального:  $m_c(0) \approx 0,3m_{cном}$ . Изменение момента сопротивления от времени показано на графике  $m_{co}$  вместе с графиком электромагнитного момента  $m_e$ .

Как и на осциллограммах, приведенных на рис. 5, где начальный момент сопротивления был мал, трогание происходит при  $t \approx 71,5$  мс

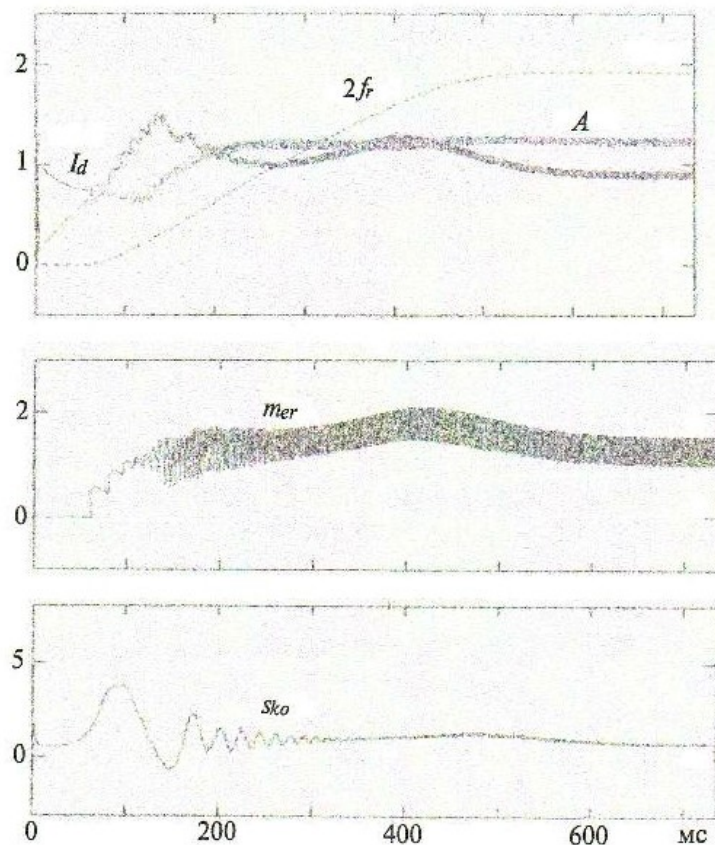


Рис. 5. Процесс разгона:  $I_d$  – выпрямленный ток;  $f_r$  – скорость ротора;  $A$  – модуль потокосцепления;  $m_{er}$  – электромагнитный момент;  $s_{ko}$  – скольжение

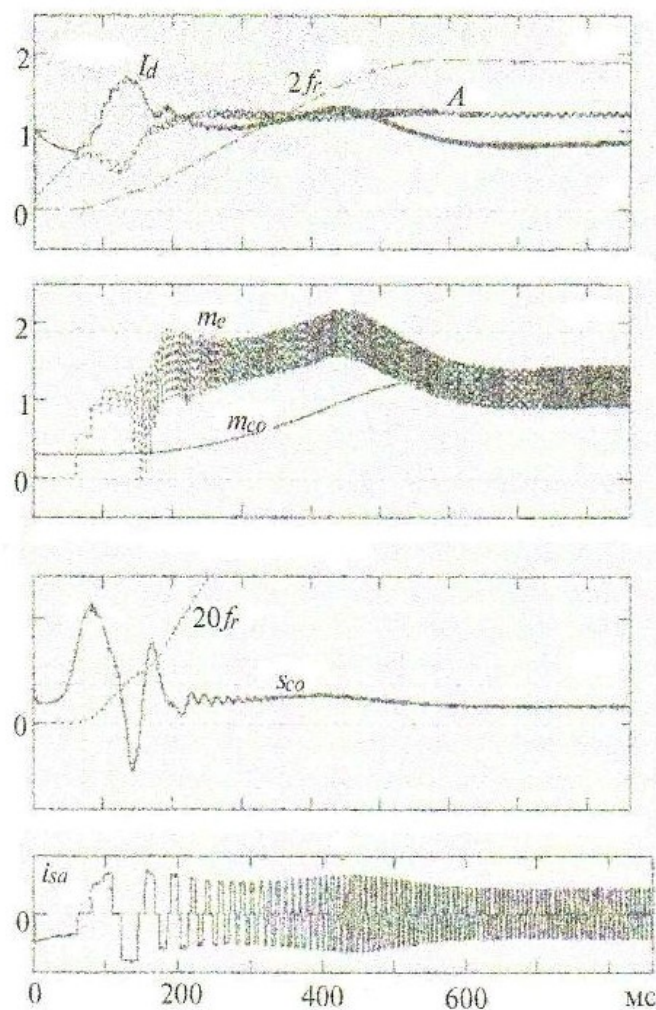


Рис. 6. Процесс разгона при значительном моменте сопротивления  $m_c \approx 0,3m_{cном}$



— в окрестности первого поворота вектора тока статора, который осуществляется коммутацией тиристорного преобразователя тока. Из-за увеличенного начального момента сопротивления начальная стадия разгона несколько затягивается, скольжение  $s_{ko}$  несколько увеличивается на второй позиции вектора тока статора, однако за нормальный диапазон оно не выходит.

Проверка разгона двигателя в различных условиях, включая пуск при пониженном уровне ограничения выпрямленного тока или при пониженном моменте сопротивления (закрытая заслонка насоса), показывает, что сколь-нибудь существенных изменений в процессе разгона не наблюдается. Преобразователь тока с дополнительным устройством продольной компенсации реактивной мощности, управляемый по подстраиваемой модели двигателя, является робастной системой, хорошо адаптирующейся к различным ситуациям.

### Выводы

1. Плавный разгон электроприводов с тяжёлыми условиями пуска необходим, когда затраты на установку преобразователя частоты становятся меньше ущерба от преждевременного износа механизмов, как следствия прямого пуска.

2. Преобразователи частоты на основе тиристорных преобразователей тока обладают лучшими технико-экономическими показателями по сравнению с преобразователями частоты на основе транзисторных преобразователей напряжения.

3. Дополнение тиристорного преобразователя тока управляемым устройством продольной компенсации реактивной мощности в виде транзисторно-конденсаторного блока позволяет осуществить режим плавного пуска асинхронных двигателей, аналогичный условиям пуска синхронных машин. При этом режимы работы тиристорных преобразователей при переходе к комбинированной структуре также аналогичны режимам, имеющим место при пуске синхронных машин.

4. Функциональная эквивалентность транзисторного преобразователя частоты и тиристорного преобразователя с дополнительным

транзисторно-конденсаторным блоком, при существенно меньшей стоимости последнего, определяет перспективы использования нового решения для плавного пуска мощных электроприводов с асинхронными двигателями в условиях больших моментов инерции исполнительных механизмов.

### Список литературы

1. Пат. РФ № 2295824. Высоковольтный преобразователь частоты для пуска и регулирования скорости мощного электродвигателя, имеющего одну или несколько трёхфазных обмоток / Мустафа Г.М., Минаев Г.М., Ильинский А.Д., Бабурин М.В.
2. Пат. РФ № 2334349. Высоковольтный электропривод переменного тока / Мустафа Г.М., Ильинский А.Д., Сеннов Ю.М.
3. Мустафа Г.М., Минаев Г.М., Тарасов А.В., Кулабухов В.А. Преобразователи частоты ВПЧС для синхронного электропривода с тяжёлыми условиями пуска // Цемент и его применение. 2009, ноябрь-декабрь.
4. Лазарев Г.Б. Мощные высоковольтные преобразователи частоты для регулируемого электропривода в энергетике // Электротехника. 2005. №11.
5. Лазарев Г.Б. Частотно-регулируемый электропривод насосных и вентиляционных установок. Силовая электроника. 2007. № 3.
6. Чиликин М.Г. Общий курс электропривода. М.: Энергия, 1971.
7. Ковалёв Ф.И., Мустафа Г.М. Использование метода основной гармоники при проектировании статических преобразователей // Электротехника. 1982. № 3.
8. Поссе А.В. Схемы и режимы электропередач постоянного тока. Л.: Энергия, 1973.

**Мустафа Георгий Маркович** — научный руководитель ООО «НПП ЛМ Инвертор» (г. Москва), канд. техн. наук. Окончил Харьковский политехнический институт в 1965 г. Защитил диссертацию по теме: «Теория цепей и теория вентиляльных преобразователей, автоматическое управление в системах с вентиляльными преобразователями» в 1973 г.

**Гусев Станислав Иванович** — генеральный директор ООО «НПП ЛМ Инвертор», канд. техн. наук. Окончил МЭИ в 1972 г. Защитил диссертацию по теме: «Каскадные генераторы высокого напряжения на основе обращенных трансформаторов. Принципы построения, особенности, методика расчета» в 1990 г.

**Кузиков Сергей Валентинович** — начальник департамента энергетической электротехники и электроники ФГУП ВЭИ. Окончил МЭИ по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок» в 1984 г.

**Чернов Иван Сергеевич** — оператор реакторного отделения Смоленской АЭС. Окончил Обнинский институт атомной энергетики в 2016 г.